



Attorney Docket No. 122.1563

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of:

Isao NAKAZAWA, et al.

Application No.: 10/643,078

Group Art Unit:

Filed: August 19, 2003

Examiner:

For: LINE QUALITY CHARACTERISTIC EVALUATION SYSTEM

**SUBMISSION OF CERTIFIED COPY OF PRIOR FOREIGN
APPLICATION IN ACCORDANCE
WITH THE REQUIREMENTS OF 37 C.F.R. § 1.55**

Commissioner for Patents
PO Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

In accordance with the provisions of 37 C.F.R. § 1.55, the applicant(s) submit(s) herewith a certified copy of the following foreign application:

Japanese Patent Application No(s). 2003-044980

Filed: February 21, 2003

It is respectfully requested that the applicant(s) be given the benefit of the foreign filing date(s) as evidenced by the certified papers attached hereto, in accordance with the requirements of 35 U.S.C. § 119.

Respectfully submitted,

STAAS & HALSEY LLP

Date: September 15, 2003

By: 

H. J. Staas
Registration No. 22,010

1201 New York Ave, N.W., Suite 700
Washington, D.C. 20005
Telephone: (202) 434-1500
Facsimile: (202) 434-1501

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 2 月 2 1 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 4 4 9 8 0
Application Number:

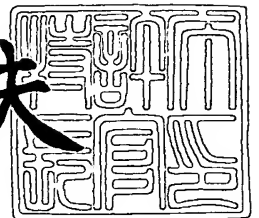
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 0 4 4 9 8 0]

出 願 人
Applicant(s): 富士通株式会社
 独立行政法人通信総合研究所
 K D D I 株式会社
 株式会社パワードコム

2 0 0 3 年 7 月 2 9 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 3 - 3 0 6 0 3 1 5

【書類名】 特許願

【整理番号】 0253371

【特記事項】 特許法第 3 0 条第 1 項の規定の適用を受けようとする特
許出願

【提出日】 平成15年 2月21日

【あて先】 特許庁長官 太田 信一郎 殿

【国際特許分類】 H04B 1/10
H04B 7/26

【発明の名称】 回線品質特性評価システム

【請求項の数】 4

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通
株式会社内

【氏名】 中澤 勇夫

【発明者】

【住所又は居所】 東京都港区芝浦四丁目 9 番 2 5 号 芝浦スクエアビル
東京通信ネットワーク株式会社内

【氏名】 小林 義明

【発明者】

【住所又は居所】 東京都新宿区西新宿二丁目 3 番 2 号 K D D I 株式会社
内

【氏名】 島田 良一

【発明者】

【住所又は居所】 東京都新宿区西新宿二丁目 3 番 2 号 K D D I 株式会社
内

【氏名】 要海 敏和

【発明者】

【住所又は居所】 東京都新宿区西新宿二丁目 3 番 2 号 K D D I 株式会社
内

【氏名】 濱井 龍明

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ティ・ティ・ドコモ内

【氏名】 村上 薫

【発明者】

【住所又は居所】 東京都小金井市貫井北町 4 - 2 - 1 独立行政法人通信
総合研究所内

【氏名】 小川 博世

【特許出願人】

【識別番号】 000005223

【氏名又は名称】 富士通株式会社

【特許出願人】

【識別番号】 301022471

【氏名又は名称】 独立行政法人通信総合研究所

【特許出願人】

【識別番号】 000208891

【氏名又は名称】 K D D I 株式会社

【特許出願人】

【識別番号】 591201619

【氏名又は名称】 東京通信ネットワーク株式会社

【代理人】

【識別番号】 100077517

【弁理士】

【氏名又は名称】 石田 敬

【電話番号】 03-5470-1900

【選任した代理人】

【識別番号】 100092624

【弁理士】

【氏名又は名称】 鶴田 準一

【選任した代理人】

【識別番号】 100100871

【弁理士】

【氏名又は名称】 土屋 繁

【選任した代理人】

【識別番号】 100082898

【弁理士】

【氏名又は名称】 西山 雅也

【選任した代理人】

【識別番号】 100081330

【弁理士】

【氏名又は名称】 樋口 外治

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 036135

【納付金額】 15,750円

【その他】 国以外のすべての者の持分の割合 0 7 5 / 1 0 0

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9905449

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 回線品質特性評価システム

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 空間を共用してデジタル信号を無線通信する無線回線と、該無線回線に対して干渉を与える他の無線回線とが混在するエリア内で、前記エリア内の全ての無線回線により影響を受ける、インターセプトポイント入力レベル（IIP）で表わされた非線形歪と、インターセプトポイント入力レベル（IIP）の減衰量で表される受信等価帯域制限と、無線通信回線の受信側熱雑音と、干渉を与える他無線回線からの受信等価帯域幅内に漏れ込む漏洩電力とに基づいて、非線形干渉無線回線下での無線通信回線の回線品質を推定する回線品質推定手段を備えることを特徴とする、無線通信回線の回線品質特性評価システム。

【請求項 2】 前記他の無線回線の数 は複数であり、前記回線品質推定手段はさらに、前記エリア内の任意の位置に与干渉複数無線回線が存在する確率に基づいて無線通信回線の回線品質を推定する、請求項 1 記載の回線品質特性評価システム。

【請求項 3】 前記回線品質推定手段は、前記エリア内に、デジタル信号を通信する基地局と移動局とを備え、該基地局から該移動局への下り移動無線回線では、前記エリア内に分布した移動局と下り回線の多重伝搬路による移動局受信レベルと、前記エリア内或いは近傍の無線回線から当該移動局が受ける干渉レベルと、前記エリア内の規定値とに基づいて、前記移動局の面的な分布に対する複数干渉波による非線形干渉下のエリア範囲の無線回線品質を推定することを特徴とする、請求項 1 又は 2 記載の回線品質特性評価システム。

【請求項 4】 前記回線品質推定手段は、前記移動局から前記基地局への上り移動無線回線では、前記エリア内に分布する複数の移動局からの上り回線の多重伝搬路により前記基地局が受信する受信レベルと、前記エリア内或いは近傍の無線回線から前記基地局が受ける干渉レベルと、前記エリア内に分布した複数の移動局からの同一システム内干渉量と、面的に分布した複数の移動局数とに基づいて、非線形干渉下のエリア範囲内のチャネル容量を推定することを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の回線品質特性評価システム。

【発明の詳細な説明】**【0001】****【発明の属する技術分野】**

本発明は、回線品質特性評価システムに関し、より詳細には、複数の無線通信回線が混在するエリアにおいて、非線形干渉による受信回線品質特性、受信熱雑音電力、隣接チャネルからの漏洩電力等の推定に基づいて、無線通信回線の回線品質を推定する回線品質特性評価システムに関する。

【0002】**【従来の技術】**

無線通信システムには地上系移動無線と地上系固定無線との間に加え、宇宙運用業務無線と移動衛星通信システムとの間の相互干渉が存在する。これらの相互干渉では隣接或いは隣隣接間の漏洩電力による線形干渉あるいは周波数共用による線形干渉と、高いレベルの干渉電力によって相互変調歪が発生する非線形干渉が内在している。サービス範囲が面的な広がりを持ち、システムが共存するエリアでは非線形干渉の検討が重要となってきた。

【0003】

従来の移動無線通信方式間或いは移動無線通信方式、地上系固定無線通信システム、移動衛星通信システム等の無線方式が混在するエリアでは、干渉波の線形部分の漏洩電力、受信側のフィルタリング、変復調方式等によって回線品質が評価されてきているが、非線形干渉についての評価は充分ではなかった。

【0004】

また、受信系単独での非線形干渉に関する性能および被干渉無線システムの装置内部の個々の諸元が判っていても、送受信システムにおける受信総合性能として上記諸元を推定する手段が無かった。

【0005】

非線形干渉については、解析的検証が従来からなされており、数学的アルゴリズムを用いて3次インターセプトポイント入力レベル（IIP3）の手法を導入し、変調波による相互変調積（IM）スペクトルの広がり、IMによる干渉波の発生と感度抑圧量の検討がなされている（例えば、非特許文献1および非特許文

献 2 参照)。

【0006】

【非特許文献 1】

社団法人 電子情報通信学会発行の信学技報 (RCS 2002-140、2002 年 8 月 22 日発行) に掲載の「広帯域移動無線システムと狭帯域移動無線システムにかかわる非線形干渉理論検討」

【非特許文献 2】

IEEE TRANSACTION ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL.VT32, NO.1, FEBRUARY 1983

"Intercept Point and Undesired Responses"

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

上記のように、従来は非線形干渉に対する十分な対策がなかったので、受信系の歪と干渉波の電力、希望波と干渉波との周波数間隔等によって発生する非線形干渉が発生するケースの分類、発生する分類、発生頻度とサービスエリアでの品質劣化を低減することができないという課題があった。

【0008】

本発明の目的は、少なくとも 1 つの無線回線を含む無線通信システムに対する非線形干渉を含む回線品質特性を推定する回線品質特性評価システムを提供することにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、本発明の第 1 の態様により提供される回線品質特性評価システムは、空間を共用してデジタル信号を無線通信する無線回線と、この無線回線に対して干渉を与える他の無線回線とが混在するエリア内で、エリア内の全ての無線回線により影響を受ける、インターセプトポイント入力レベル (IIP) で表わされた非線形歪と、インターセプトポイント入力レベル (IIP) の減衰量で表される受信等価帯域制限と、無線通信回線の受信側熱雑音と、干渉を与える他無線回線からの受信等価帯域幅内に漏れ込む漏洩電力とに基づいて

、非線形干渉無線回線下での無線通信回線の回線品質を推定する回線品質推定手段を備えている。

【 0 0 1 0 】

これにより、空間を共用して無線通信をする無線回線と干渉を与える他の無線回線が混在するエリア内であっても、非線形干渉下にある無線通信システムの回線品質の推定が可能になり、それにより回線品質向上のための対策を立てることが可能になる。

【 0 0 1 1 】

本発明の第 2 の態様によれば、上記第 1 の態様において、上記他の無線回線の数は複数であり、回線品質推定手段はさらに、エリア内の任意の位置に与干渉複数無線回線が存在する確率に基づいて無線通信回線の回線品質を推定する。

【 0 0 1 2 】

これにより、干渉を与える無線回線が複数であっても、エリア内の全ての無線回線により影響を受ける要素に基づいて非線形干渉下にある無線通信システムの回線品質の推定が可能になるので、回線品質の推定を柔軟に行うことができる。また、干渉を与える無線機が移動する場合であっても、非線形干渉下にある無線通信システムの回線品質の推定が可能になる。

【 0 0 1 3 】

本発明の第 3 の態様によれば、上記第 1 又は第 2 の態様において、回線品質推定手段は、エリア内に、デジタル信号を通信する基地局と移動局とを備え、基地局から移動局への下り移動無線回線では、エリア内に分布した移動局と下り回線の多重伝搬路による移動局受信レベルと、エリア内或いは近傍の無線回線からその移動局が受ける干渉レベルと、エリア内の規定値とに基づいて、移動局の面的な分布に対する複数干渉波による非線形干渉下のエリア範囲の無線回線品質を推定する。

【 0 0 1 4 】

これにより、複数の移動局がエリア内で移動しても非線形干渉下にある無線通信システムの回線品質の推定が可能になる。

【 0 0 1 5 】

本発明の第4の態様によれば、上記第1又は第2の態様において、回線品質推定手段は、移動局から基地局への上り移動無線回線では、エリア内に分布する複数の移動局からの上り回線の多重伝搬路により基地局が受信する受信レベルと、エリア内或いは近傍の無線回線から基地局が受ける干渉レベルと、エリア内に分布した複数の移動局からの同一システム内干渉量と、面的に分布した複数の移動局数とに基づいて、非線形干渉下のエリア範囲内のチャンネル容量を推定する。

【0016】

これにより、非線形干渉下のエリア範囲内のチャンネル容量が推定できるので、回線品質が良好で好適な回線を提供できる。

【0017】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面によって詳述する。なお、以下の説明で同一参照符号は同一のものを表している。

実施の形態1

(請求項1に対応)

図1は本発明の第1の実施の形態による回線品質特性評価システムの構成を示すブロック図である。同図において、1は被干渉デジタル無線送信機、2は被干渉デジタル無線送信機のアンテナ、3は被干渉デジタル無線受信機、4は被干渉デジタル無線受信機のアンテナ、5は与干渉デジタル無線送信機、6は与干渉デジタル無線送信機のアンテナ、7は本発明により提供される回線品質推定手段である。

【0018】

図において、実線は希望波のルート、破線は干渉波のルートを示している。図1では図面の簡単化のために与干渉デジタル無線送信機は1個しか示していないが、一般には複数の与干渉デジタル無線送信機が存在する。

【0019】

回線品質推定手段7は、マイクロプロセッサ等の任意の制御装置で実現できる。

【0020】

本実施の形態では、回線品質推定手段 7 は、空間を共用してデジタル信号を無線通信する無線回線（アンテナ 2－アンテナ 4 間）と、その無線回線に対して干渉を与える他の無線回線（アンテナ 6－アンテナ 4 間）とが混在するエリア内で、そのエリア内の全ての無線回線により影響を受ける、インターセプトポイント入力レベル（IIP）で表わされた非線形歪と、インターセプトポイント入力レベル（IIP）の減衰量で表される受信等価帯域制限と、無線通信回線の受信側熱雑音と、干渉を与える他無線回線からの受信等価帯域幅内に漏れ込む漏洩電力とに基づいて、非線形干渉無線回線下での無線通信回線の回線品質を推定する。

【0021】

回線品質特性の一例としては符号誤り率があるが、回線品質特性はこれに限定されず、フレーム誤り率や、ブロック誤り率や、パケット誤り率等が適用可能である。

【0022】

図 2 は受信側に周波数が接近した 2 つの同じレベルの信号を入力した場合における主信号、3 次歪信号、5 次歪信号のレベルを説明するグラフである。図 2 において、接近した周波数 f_1 および f_2 の 2 つの主信号 P_t を入力すると、 $2f_2 - f_1$ と $2f_1 - f_2$ の周波数でレベルが P_{IM3} の 3 次歪が発生し、 $3f_2 - 2f_1$ と $3f_1 - 2f_2$ の周波数でレベルが P_{IM5} の 5 次歪が発生する。

【0023】

図 3 は受信側における入力レベルと出力レベルの関係からインターセプトポイントを推定するグラフである。図 3 において、線 a は 2 つの主信号の各々の入力レベルと各々の出力レベルの関係を示し、線 b は主信号の入力レベルに対する 3 次歪 IM (相互変調積) の出力レベルの関係を示し、線 c は主信号の入力レベルに対する 5 次歪 IM (相互変調積) の出力レベルの関係を示している。2 つの主信号のレベルを同時に上げていくと、主信号のレベル P_t と 3 次歪信号のレベル P_{IM3} との差 IM_3 (図 3 参照) が次第に小さくなる。実際の無線通信システム内での受信側の出力は図に実線で示すように飽和するが、入力レベルに比例して出力レベルが線形で増加していくと仮定すると、3 次歪を示す線 b と主信号の点線で示す部分とが交差する。この交差点における出力レベルを 3 次インターセプトポイント

出力レベルといい、入力レベルを 3 次インターセプトポイント入力レベルという。本発明は、与干渉波が複数存在する場合におけるこの 3 次インターセプト出力レベル又は 3 次インターセプト入力レベルを回線品質推定手段 7 により推定し、推定された 3 次インターセプト出力レベル又は 3 次インターセプト入力レベルで表される非線形歪と、3 次インターセプト入力レベルの減衰量で表された受信等価帯域制限と、無線通信回線の受信側等価熱雑音と、干渉を与える他無線回線からの受信等価帯域幅内に漏れ込む漏洩電力とに基づいて、非線形干渉無線回線下での無線通信回線の回線品質を推定するものである。

【0024】

以下、その推定手法を説明する。

【0025】

図 4 は被干渉デジタル無線受信機 3 に入力される入力信号(被変調波信号と干渉波信号)のスペクトラムの一例を示す図である。

(1) 入力信号と出力信号スペクトラム

干渉側の移動無線のベースバンドを 1 波変調信号で表現して、被干渉側の移動無線の搬送波を無変調波とすると、増幅器(被干渉デジタル無線受信機 3)への入力信号は式 1 で表される(以降、1 変調波モデル)。

【0026】

【数 1】

$$x(t) = V_D \cdot \cos(2\pi f_D t) + \sum_{n=1}^N V_n \times \cos(2\pi f_{c,n} t) \times \cos(2\pi f_{m,n} t) \quad (1)$$

ここで、

f_D : 被干渉側の移動無線機の搬送波周波数

V_D : 被干渉側の移動無線機の搬送波電圧

$f_{c,n}$: n 番目の与干渉側の移動無線機の搬送波周波数

V_n : n 番目の与干渉側の移動無線機のベースバンドの変調信号電圧

$f_{m,n}$: n 番目の与干渉側の移動無線機のベースバンドの変調周波数

である。

【0027】

増幅器の入力信号を $x(t)$ で、出力信号を $y(t)$ とすると、非線形特性を冪級数展開式で表示すると以下となる。

【0028】

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x(t)^2 - a_3 x(t)^3 + \dots \quad (2)$$

ここで、 $a_1, a_2, a_3 \dots$ は非線形係数であり、3次歪の係数 a_3 の符号は増幅器の飽和特性から符号をマイナスとしている。式(1)を式(2)に代入すると、出力信号 $y(t)$ は、式(3)のようになる。

【0029】

【数2】

$$y(t) = \quad (3)$$

$$\begin{aligned} (f_D \text{ 成分}) \quad & + a_1 \cdot V_D \cdot \cos 2\pi f_D t \\ & - a_3 \cdot V_D^3 \cdot 3/4 \cdot \cos 2\pi f_D t \\ & + \sum_{n=1}^n \{ -a_3 \cdot V_D \cdot V_n^2 \cdot 3/4 \cdot \cos 2\pi f_{cn} t \} \\ (f_D \text{ 2倍変調波}) \quad & \sum_{n=1}^n \{ -a_3 \cdot V_D \cdot V_n^2 \cdot 3/4 \cdot \cos 2\pi f_{mn} t \cdot \cos 2\pi f_{cn} t \} \end{aligned}$$

【0030】

(1) 非線形干渉特性の推定

図4に示す周波数配置で $f_{cn} - f_D > 3f_{mn}$ の時には、無変調波（周波数 f_{c1} ）で表される狭帯域移動無線の非線形干渉特性は、周波数 f_{c1} の感度抑圧量と、周波数 f_{c1} に纏わり付く移動無線の変調信号の2倍成分（ $2f_{mn}$ ）との電力比（ C/I_3 ）等で表わされる。

【0031】

非線形干渉による感度抑圧量（ η ）はdB表示すると、

【0032】

【数 3】

周波数 f_{c1} と f_{cn} の各電力を入力3次インターセプトポイントIIP3で正規化した電力を I_{iD} 、 I_{in} とすると、

$$I_{iD} = V_D^2 / 2 / R / IIP3$$

$$I_{in} = 1/2 \cdot V_n^2 / 2 / R / IIP3$$

と表わされ、

$$\eta = 10 \times \log \left\{ 1 - I_{iD} - \sum_{n=1}^n 2 \cdot I_{in} \cdot k_n \right\}^2 \quad (4)$$

である。

ここで、 k_n は n 番目の干渉波の希望波とのオフセット周波数による受信等価帯域制限による干渉波の減衰量を表す。

【0033】

このように、与干渉側に複数の移動無線機がある場合に、それらのすべてが被干渉側に与える感度抑圧量が推定できる。

【0034】

また、電力比 (C/I_3) は式3の f_D 成分と相互変調積による f_D 2倍変調波成分の電力比から C/I_3 (dB)は、

【0035】

【数 4】

IIP3で正規化した I_D 、 I_{in} を用いると

$$C/I_3 = 10 \times \log \left\{ (1 - I_{iD} - \sum_{n=1}^n 2 \cdot I_{in} \cdot k_n)^2 / \sum_{n=1}^n 2 \cdot (I_{in} \cdot k_n)^2 \right\} \quad (5)$$

となる。

ここで、 k_n は n 番目の干渉波の希望波とのオフセット周波数による受信等価帯域制限による干渉波の減衰量を表す。

【0036】

このように、与干渉側に複数の移動無線機がある場合に、それらのすべてが被干渉側の電力比に与える影響を推定できる。

(2) 誤り率特性の推定

ア) 遅延検波方式の簡易誤り率特性

【0 0 3 7】

【数 5】

$$\text{ber}(I_{iD}, I_{i1}, \dots, I_{in}) = 1/2 \times \exp(-\rho/2) \quad (6)$$

【0 0 3 8】

ここで、

I_{iD} は IIP3 で正規化した希望波信号レベル、

I_{i1} は IIP3 で正規化した干渉波信号レベル、

である。

信号対雑音電力比を ρ とすると、

$$\rho = A^2 / 2 / \sigma^2 \quad (7)$$

σ^2 : 雑音電力と干渉電力の和

周波数 f_{c1} の受信電力を C ，感度抑圧を η ，固定劣化を δ とすると、 ρ は以下の式となる。

【0 0 3 9】

【数 6】

$$\rho = 1 / \{ 1 / (\eta \cdot \delta \cdot C / P_N) + 1 / (\eta \cdot \delta \cdot C / I_{ACP}) + 1 / (\eta \cdot \delta \cdot C / I_3) \} \quad (8)$$

【0 0 4 0】

ここで、

P_N : 被干渉無線通信の受信熱雑音電力

I_{ACP} : 干渉波電力と軽減係数 (IRF_N) から計算される、被干渉無線通信に影響する漏洩電力の総電力である。

【0041】

【数7】

$$C/I_{ACP} = 1 / \sum_{n=1}^n \{1/C/ I_{ACPn}\} \quad (9)$$

【0042】

ここで、 C/I_{ACPn} はn番目の干渉波電力とn番目の軽減係数(IRF_n)から計算される、被干渉無線通信に影響する各々の漏洩電力である。

【0043】

C/I_3 は式(4) (C/I_3) から計算される f_D 成分と f_{cn} 成分の変調波成分の2倍変調成分の電力比(真値)である。

【0044】

η は式(3) (η) から計算される感度抑圧量(真値)である。

イ) 遅延検波方式の誤り率特性

【0045】

【数8】

$$\text{ber}(I_{iD}, I_{i1}, \dots, I_{in}) = Q(a, b) - \frac{1}{2} \times \exp\left[-\frac{a^2 + b^2}{2}\right] I_0(ab) \quad (10)$$

$$\begin{cases} a = \sqrt{2 \gamma_{Eb/N0} (1 - 1/\sqrt{2})} \\ b = \sqrt{2 \gamma_{Eb/N0} (1 + 1/\sqrt{2})} \end{cases}$$

【0046】

ここで

Q: Marcum Q-function

I_0 : 第1種0次変形ベッスル関数

【0047】

【数 9】

$$\gamma = 1 / \{ 1 / (\eta \cdot \delta \cdot E_b / N_0) + 1 / (\eta \cdot \delta \cdot B_n \cdot E_b / I_{ACP}) + 1 / (\eta \cdot \delta \cdot B_n \cdot E_b / I_3) \} \quad (11)$$

【0048】

ここで、

E_b : 1ビット当たりのエネルギー

N_0 : 雑音電力密度

I_{ACP} : 干渉波電力と軽減係数(IRF_n)から計算される、被干渉無線通信に影響する漏洩電力である。

【0049】

【数 10】

$$C / I_{ACP} = 1 / \sum_{n=1}^n \{ 1 / C / I_{ACPn} \} \quad (12)$$

【0050】

ここで、 C / I_{ACPn} はn番目の干渉波電力とn番目の軽減係数(IRF_n)から計算される、被干渉無線通信に影響する各々の漏洩電力である。

【0051】

【数 11】

$$B_n \cdot E_b / I_3 = \frac{C}{I_3} \cdot \frac{B_n}{k} \cdot B_n \cdot T \quad (13)$$

【0052】

C / I_3 は式(5) (C / I_3) 或いは式(11) (C / I_3)から計算される f_{c1} 成分と f_{c1} に纏わりつく相互変調波成分の電力比(真値)である。

ここで、

B_n : 被干渉無線通信の受信等価雑音帯域幅

T : シンボル周期に対する時間長

k ：シンボル当たりの情報量（ビット）

η ：式(3) (η) から計算される感度抑圧量（真値）である。

ウ) QPSK絶対同期検波の誤り率特性

【0 0 5 3】

【数 1 2】

$$\text{ber}(I_{i_0}, I_{i_1}, \dots, I_{i_n}) = 1/2 \times \text{erfc} \sqrt{\gamma} \quad (14)$$

ただし、

$$\gamma = 1 / \{ 1 / (\eta \cdot \delta \cdot E_b / N_0) + 1 / (\eta \cdot \delta \cdot B_n \cdot E_b / I_{ACP}) + 1 / (\eta \cdot \delta \cdot B_n \cdot E_b / I_3) \}$$

とした。

【0 0 5 4】

ここで、

E_b ：1ビット当たりのエネルギー

N_0 ：雑音電力密度 (15)

I_{ACP} ：干渉波電力と軽減係数(IRF_n)から計算される、被干渉無線通信に影響する漏洩電力である。

【0 0 5 5】

【数 1 3】

$$B_n \cdot E_b / I_3 = \frac{C}{I_3} \cdot \frac{B_n}{k} \cdot B_n \cdot T \quad (16)$$

【0 0 5 6】

C/I_3 は式5 (C/I_3) 或いは式(11) (C/I_3)から計算される f_{c1} 成分と f_{c1} に纏わりつく相互変調波成分の電力比（真値）である。

ここで、

B_n ：被干渉無線通信の受信等価雑音帯域幅

T ：シンボル周期に対する時間長

k ：シンボル当たりの情報量（ビット）

η ：式(3) (η) 或いは式(9) (η) から計算される感度抑圧量 (真値) である。

【0 0 5 7】

周波数 f_{c1} の受信電力を C ，感度抑圧を η とすると、 ρ は以下の式となる。

【0 0 5 8】

【数 1 4】

$$\rho = 1 / \{ 1 / (\eta \cdot \delta \cdot C / P_N) + 1 / (\eta \cdot \delta \cdot C / I_{ACP}) + 1 / (\eta \cdot \delta \cdot C / I_3) \} \quad (17)$$

【0 0 5 9】

ここで、

P_N ：被干渉無線通信の受信熱雑音電力

I_{ACP} ：干渉波電力と軽減係数(IRF)から計算される、被干渉無線通信に影響する漏洩電力の総電力である。

【0 0 6 0】

【数 1 5】

$$C / I_{ACP} = 1 / \sum_{n=1}^n \{ 1 / C / I_{ACPn} \} \quad (18)$$

【0 0 6 1】

ここで、 C / I_{ACPn} は n 番目の干渉波電力と n 番目の軽減係数(IRF $_n$)から計算される、被干渉無線通信に影響する各々の漏洩電力である。

【0 0 6 2】

C / I_3 は式 4 (C / I_3) から計算される f_D 成分と f_{cn} 2倍変調波成分の電力比 (真値) である。

【0 0 6 3】

η は式 3 (η) から計算される感度抑圧 (真値) である。

【0 0 6 4】

【数 1 6】

$$B_n \cdot E_b / I_3 = \frac{C}{I_3} \cdot \frac{B_n}{k} \cdot B_n \cdot T \quad (19)$$

【0065】

C/I_3 は式(5)の (C/I_3) 或いは式(11)の (C/I_3) から計算される f_D 成分と f_D に纏わりつく相互変調波成分の電力比(真値)である。

【0066】

B_n : 被干渉無線通信の受信等価雑音帯域幅

T : シンボル周期に対する時間長

k : シンボル当たりの情報量(ビット)

η は式 3 (η) 或いは式 9 (η) から計算される感度抑圧(真値)である。

エ) QPSK 差動同期検波の誤り率特性

QPSK 絶対同期検波の誤り率特性の約 2 倍で求められる。

【0067】

【数 1 7】

$$\text{ber}(I_{i_0}, I_{i_1}, \dots, I_{i_n}) = \text{erfc} \sqrt{\gamma} \quad (20)$$

【0068】

次に干渉波と被干渉波の周波数間隔が相対的に狭い時の干渉波相互変調積による隣接漏洩電力の増加について説明する。

【0069】

図 5 の(A)は被干渉デジタル無線受信機 3 の入力信号スペクトラムの一例を示す図で、図 5 の(B)はこれに応じて受信機 3 から出力される出力信号スペクトラムを示す図である。図 5 の(B)に点線で示すように、被干渉波に接近した近傍干渉側の被変調波の変調周波数の 3 倍が干渉波と被干渉波の周波数間隔程度かより広いときには、干渉波成分が被干渉側の無線受信機の 3 次歪により隣接漏洩電力が増加する。

【 0 0 7 0 】

この相互変調積で増加する隣接漏洩電力を近傍干渉波の無線帯での電力との比を IRF_3 とすると以下で表される。

【 0 0 7 1 】

【数 1 8】

$$IRF_3 = -10 \times \log[I_{in}^2] + B \quad (dB) \quad (21)$$

【 0 0 7 2 】

ここで、 B は周波数 f_{c2} の周波数スペクトラム分布と最大変調周波数と周波数 f_{c1} の等価受信帯域幅 (BW) と、周波数 f_{c1} と周波数 f_{c2} の周波数間隔で決まる定数である。

【 0 0 7 3 】

周波数 f_{c2} 成分の 3 次歪による成分 (y_{fc2}) は、

【 0 0 7 4 】

【数 1 9】

$$y_{fc2} = -a_3 \times g(t)^3 \quad (22)$$

【 0 0 7 5 】

【数 2 0】

ここで、

$$g(t) = \sum V_2(k) \times \cos(k \cdot 2\pi \Delta f_m \cdot t + \Delta \theta_k)$$

$$[1 \leq k \leq n]$$

なお、

$V_2(k)$: 干渉側の移動無線のベースバンドの k 番目の変調信号電圧

Δf_m : 干渉側のベースバンドの変調周波数間隔

$\Delta \theta_k$: 干渉側の移動無線の変調周波数の位相

$F_m = n \times \Delta f_m$: 干渉側の移動無線の最大変調周波数

【0 0 7 6】

で表される。式(22)を展開して周波数 f_{c2} 成分は以下で表される。

【0 0 7 7】

【数 2 1】

$$\begin{aligned}
 y_{fc_2} = & -a_3 \cdot 6 \cdot (3)^{1/2} \cdot \sum v_2(k) \cdot \sum v_2(l) \cdot \sum v_2(m) \cdot \cos(k \cdot 2\pi \Delta f_m \cdot t + \Delta \theta_k) \cdot \cos \\
 & (l \cdot 2\pi \Delta f_m \cdot t + \Delta \theta_l) \cdot \cos(m \cdot 2\pi \Delta f_m \cdot t + \Delta \theta_m \times \cos(2\pi f_{c_2} t + \theta(t))) \\
 & [1 \leq k \leq n-2, k+1 \leq l \leq n-1, l+1 \leq m \leq n]
 \end{aligned} \quad (23)$$

ここで、

$v_2(k)$: 干渉側の移動無線のベースバンドのk番目の変調信号電圧

Δf_m : 干渉側のベースバンドの変調周波数間隔

$\Delta \theta_k$: 干渉側の移動無線のk番目の変調周波数の位相

$\Delta \theta_l$: 干渉側の移動無線のl番目の変調周波数の位相

$\Delta \theta_m$: 干渉側の移動無線のm番目の変調周波数の位相

$F_m = n \times \Delta f_m$: 干渉側の移動無線の最大変調周波数

f_{c_2} : 干渉側の移動無線の搬送周波数

$\theta(t)$: 干渉側の移動無線の搬送波周波数の位相

[v] : 積和の範囲を示す。

【0078】

式(18)を変調周波数の組み合わせで、A+B+C型、A+B-C型、A-B+C型、A-B-C型で表し、k, l, m成分の3変調波の合成周波数をLで、l, m成分の2変調波の合成周波数をSで表し、式(23)を変調周波数をL, S, mに変換して、 $f_L = L \cdot \Delta f_m$ に対する電力は以下で表される。

【0079】

【数 2 2】

$$p_{fc2}(f_L) = \quad (24)$$

A+B+C型

$$+3 \times (-a_3 \cdot 3/4 \cdot 2R)^2 \cdot 2/4 \cdot (Pin/Fm)^3 \cdot 1/12 \cdot f_L^2 \quad -1$$

$$-Fm \leq f_L < 0 \mid 0 < f_L \leq Fm$$

$$+3 \times (-a_3 \cdot 3/4 \cdot 2R)^2 \cdot 2/4 \cdot (Pin/Fm)^3 \cdot 1/6 \cdot 1/8 \cdot (3Fm - |f_L|)^2 \quad -2$$

$$-2Fm \leq f_L < -Fm \mid Fm < f_L \leq 2Fm$$

$$+3 \times (-a_3 \cdot 6/8 \cdot 2R)^2 \cdot 2/4 \cdot (Pin/Fm)^3 \cdot 1/16 \cdot (f_L - Fm) \cdot (7Fm - 3f_L) \quad -3$$

$$-2Fm \leq f_L < -Fm \mid Fm < f_L \leq 2Fm$$

$$+3 \times (-a_3 \cdot 6/8 \cdot 2R)^2 \cdot 2/4 \cdot (Pin/Fm)^3 \cdot 1/3 \cdot 1/16 \cdot (3Fm - f_L)^2 \quad -4$$

$$-3Fm \leq f_L < -2Fm \mid 2Fm < f_L \leq 3Fm$$

$$+3 \times (-a_3 \cdot 6/8 \cdot 2R)^2 \cdot 2/4 \cdot (Pin/Fm)^3 \cdot 1/16 \cdot (3Fm - f_L)^2 \quad -5$$

$$-3Fm \leq f_L < -2Fm \mid 2Fm < f_L \leq 3Fm$$

A+B-C型

$$+3 \times (-a_3 \cdot 6/8 \cdot 2R)^2 \cdot 2/4 \cdot (Pin/Fm)^3 \cdot 1/4 \cdot (Fm - |f_L|)^2 \quad -6$$

$$-Fm \leq f_L < 0 \mid 0 < f_L \leq Fm$$

$$+3 \times (-a_3 \cdot 6/8 \cdot 2R)^2 \quad -7$$

$$f_L = 0$$

$$+3 \times (-a_3 \cdot 6/8 \cdot 2R)^2 \cdot 2/4 \cdot (Pin/Fm)^3 \cdot 1/4 \cdot (Fm - |f_L|)^2 \quad -8$$

$$-Fm \leq f_L < 0 \mid 0 < f_L \leq Fm$$

A-B+C型

$$+3 \times (-a_3 \cdot 6/8 \cdot 2R)^2 \cdot 2/4 \cdot (Pin/Fm)^3 \cdot (Fm - |f_L|) \cdot |f_L| \quad -9$$

$$-Fm \leq f_L < 0 \mid 0 < f_L \leq Fm$$

A-B-C型

$$+3 \times (-a_3 \cdot 6/8 \cdot 2R)^2 \cdot 2/4 \cdot (Pin/Fm)^3 \cdot 1/4 \cdot (2Fm - |f_L|)^2 \quad -10$$

$$-2Fm \leq f_L \leq -Fm \mid (Fm) \leq f_L \leq (2Fm)$$

$$+(-a_3 \cdot 6/8 \cdot 2R)^2 \cdot 2/4 \cdot (Pin/Fm)^3 \cdot 1/4 \cdot f_L^2 \quad -11$$

$$-Fm < f_L < 0 \mid 0 < f_L < Fm$$

【0080】

ここで“|”は左側の条件式と右側の条件式の「or」を表わす。

【0081】

$a_3/a_1=1/(3/2 \cdot IIP_3 \cdot R)$ を適用して、周波数 f_{c1} の受信通過帯域を $BW \ll F_m$ とすると、電力 $p_{fc2}(f_L)$ から $f_{c1}-BW/2 \leq f_m \leq f_{c1}+BW/2$ の範囲にある電力 (P_{BW}) は式(24)を積分して、周波数 f_{c2} 成分の無線帯の総電力で割り、 IRF_3 を求めると以下となる。

【 0 0 8 2 】

【数 23】

$$\begin{aligned}
 \text{IRF}_3 = & 10 \times \log(I_{in}^2) + 10 \times \log \left\{ \right. & (25) \\
 & +1/4 \times \{f_L^2/F_m^2 + (BW/2)^2/F_m^2\} \cdot (BW/2/F_m) & -1 \\
 & 0 \leq f_L \leq F_m - BW/2 \\
 & +1/16 \times (BW/2/F_m) \cdot \{(f_L/F_m - 3)^2 + 1/3 \cdot (BW/2)^2/F_m^2\} & -2 \\
 & F_m + BW/2 \leq f_L \leq 2F_m \\
 & +3/16 \times (BW/2/F_m) \cdot \{(7 - 3f_L/F_m) \cdot (f_L/F_m - 1) - (BW/2)^2/F_m^2\} & -3 \\
 & F_m + BW/2 \leq f_L \leq 2F_m - BW/2 \\
 & +1/16 \times (BW/2/F_m) \cdot \{(3 - f_L/F_m)^2 + 1/3 \cdot (BW/2)^2/F_m^2\} & -4 \\
 & 2F_m + BW/2 \leq f_L \leq 3F_m - BW/2 \\
 & +3/16 \times (BW/2/F_m) \cdot \{(3 - f_L/F_m)^2 + 1/3 \cdot (BW/2)^2/F_m^2\} & -5 \\
 & 2F_m + BW/2 \leq f_L \leq 3F_m - BW/2 \\
 & +1/24 \times [3 - (f_L/F_m - BW/2/F_m)^3 + (f_L/F_m + BW/2/F_m) & -6 \\
 & F_m - BW/2 < f_L < F_m + BW/2 \cdot \{-2(f_L/F_m + BW/2/F_m)^2 + 9(f_L/F_m + BW/2/F_m) - 9\}] \\
 & +3/32 \times [(f_L/F_m - BW/2/F_m) \cdot \{(f_L/F_m - BW/2/F_m)^2 - 5(f_L/F_m - BW/2/F_m) + 7\} 2F_m - BW & -7 \\
 & /2 < f_L < 2F_m + BW/2 + (f_L/F_m + BW/2/F_m) \cdot \{1/3(f_L/F_m + BW/2/F_m)^2 - 3 \cdot (f_L/F_m + BW/2/F_m) + 9\} - 32/3] \\
 & +1/8 \times [9 - (f_L/F_m - BW/2/F_m) \cdot \{9 - 3(f_L/F_m - BW/2/F_m) + 1/3(f_L/F_m - BW/2/F_m)^2\}] & -8 \\
 & 3F_m - BW/2 < f_L \leq 3F_m \\
 & +3/2 \times (BW/2/F_m) \cdot [(1 - f_L/F_m)^2 + (BW/2/F_m)^2/3] & -9 \\
 & BW/2 < f_L \leq F_m - BW/2 \\
 & +3/2 \times [1/3 \cdot (BW/2/F_m) \cdot \{3/F_m + (BW/2/F_m)^2 - 3(BW/2/F_m)\} + \{(BW/2/F_m) - 1\} \cdot f_L^2 / & -10 \\
 & F_m/F_m] \\
 & 0 \leq f_L < BW/2 \\
 & +3/4 \times [-\{f_L/F_m - (BW/2/F_m)\} + \{f_L/F_m - (BW/2/F_m)\}^2 + 1/3 - (f_L/F_m - BW/2/F_m)^3 & -11 \\
 & /3] \\
 & F_m - BW/2 \leq f_L < F_m + BW/2 \\
 & +3 \times [f_L/F_m (BW/2/F_m) - (f_L/F_m)^2 (BW/2/F_m) - 1/3 (BW/2/F_m)^3] & -12 \\
 & BW/2 < f_L \leq F_m - BW/2 \\
 & +3/2 \times \{(BW/2/F_m)^2 + (f_L/F_m)^2 - 2/3 (BW/2/F_m)^3 - 2(BW/2/F_m)(f_L/F_m)^2\} & -13 \\
 & 0 \leq f_L < BW/2 \\
 & +3/2 \times \{1/6 - 1/2(f_L/F_m - BW/2/F_m)^2 + 1/3(f_L/F_m - BW/2/F_m)^3\} & -14 \\
 & F_m - BW/2 < f_L \leq F_m + BW/2 \\
 & +3 \times \{1/3(BW/2/F_m)^3 + (f_L/F_m)^2 (BW/2/F_m)\} & -15 \\
 & 0 \leq f_L \leq F_m - BW/2 \\
 & +3/4 \times \{(2 - f_L/F_m)^2 (BW/2/F_m) + 1/3 (BW/2/F_m)^3\} & -16 \\
 & F_m + BW/2 < f_L \leq 2F_m - BW/2 \\
 & +3/8 \times [-2 - (f_L/F_m - BW/2/F_m)^3/3 + (f_L/F_m + BW/2/F_m) \cdot \{4 - 2(f_L/F_m + BW/2/F_m) + & -17 \\
 & (f_L/F_m + BW/2/F_m)^2/3\}] \\
 & F_m - BW/2 < f_L < F_m + BW/2 \\
 & +3/4 \times [4/3 - (f_L/F_m - BW/2/F_m) \cdot \{2 - (f_L/F_m - BW/2/F_m) + 1/6(f_L/F_m - BW/2/F_m)^2\}] & -18 \\
 & 2F_m - BW/2 < f_L \leq 2F_m \left. \right\}
 \end{aligned}$$

【0083】

ただし、

周波数 f_{c1} と f_{c2} の各電力を入力3次インターセプトポイントIIP3で正規化し、

【0084】

【数24】

$$a_3/a_1 = 1/(3/2 \cdot R \cdot IIP3)$$

$$I_{11} = V_1^2 / 2R / (IIP3)$$

$$I_{12} = 1/2 \cdot V_2^2 / 2R / (IIP3)$$

【0085】

と置いている。

で表され、式(25)-1~18の和のdB値が式(16)のBである。

(2) 誤り率特性

式(25)によって表されたIRF₃ (dB値)を真値に変換したIRF₃を式(9)、或いは式(12)、或いは式(18)のn番目の干渉電力と干渉軽減係数を用いて誤り率特性が求められる。

【0086】

以上に概略説明した本発明による回線品質特性評価システムにより、以下の作用が得られる。

【0087】

被干渉受信系の非線形特性としてインターセプトポイント入力レベル (IIP) と受信系熱雑音と隣接チャネルからの複数干渉漏洩電力からBER特性との関係付けを、被変調波受信に輸入される希望波の信号と複数の干渉波の信号を離散的なスペクトラムで表現した時の式(4)~(5)を用いて、QPSK遅延検波方式の簡易誤り率特性を表す式(6)~(9)、あるいはQPSK遅延検波方式の誤り率特性式を表す(10)~(13)、或いはQPSK絶対同期検波の誤り率特性を表す式(14)~(19)、或いはQPSK差動同期検波の誤り率特性を表す式(20)等を用いて表現を出来ることが明らかになり、受信総合のIIP₃特性、受信系熱雑音と隣接チャネルからの複数の干渉漏洩電力からの非線形干渉下での回線品質をより精度良く且つ柔軟に提供することができる。

【0088】

再び図 1 に戻り、希望波の被干渉デジタル無線受信機 3 側のアンテナ 4 の後の I I P 3 で正規化した受信信号レベルを I_{iD} 、与干渉デジタル無線送信機 5 から被干渉デジタル無線受信機 3 のアンテナ 4 に受信された受信信号のレベルを I I P 3 で正規化した受信信号レベルを I_{i1} として、各々のレベルの発生確率を $P(I_{iD})$, $P(I_{i1})$ とする。

【0089】

ここで、非線形干渉下の被干渉デジタル無線の平均的な符号誤り率特性は以下となる。

【0090】

【数 25】

$$BER = \sum_{I_{iD}} \sum_{I_{i1}} \{ber(I_{iD}, I_{i1},) \times P(I_{iD}) \times P(I_{i1})\} \quad (26)$$

【0091】

ここで、 $ber(I_{iD}, I_{i1},)$ は式(6)～(8)、あるいは式(10)～(13)、或いは式(14)～(16)、或いは式(17)で計算される符号誤り率である。

実施の形態 2

(請求項 1 に対応)

図 6 は本発明の第 2 の実施の形態による回線品質特性評価システムの構成を示すブロック図である。図 1 との相違点は、本実施の形態においては、与干渉デジタル無線送信機が複数個（図示例では送信機 5 及び送信機 8 の 2 個）同時に存在することである。9 は送信機 8 のアンテナである。

【0092】

希望波の被干渉デジタル無線受信機 3 側のアンテナ後の I I P 3 で正規化した受信信号レベルを I_{iD} 、与干渉デジタル無線送信機 5 及び 7 から被干渉デジタル無線受信機 3 側のアンテナ 4 に受信された受信信号のレベルを I I P 3 で正規化した受信信号レベルを I_{i1} 、 I_{i2} として、各々のレベルの発生確率を $P(I_{iD})$, $P(I_{i1})$, $P(I_{i2})$ とする。

【0093】

ここで、非線形干渉下の被干渉デジタル無線の平均的な符号誤り率特性は以下となる。

【0094】

【数26】

$$BER = \sum_{I_{iD}} \sum_{I_{i1}} \sum_{I_{i2}} \{ber(I_{iD}, I_{i1}, I_{i2})\} \times P(I_{iD}) \times P(I_{i1}) \times P(I_{i2}) \quad (27)$$

【0095】

ここで、 $ber(I_{iD}, I_{i1}, I_{i2})$ は第1の実施の形態と同様に、式(6)～(8)、あるいは式(10)～(13)、或いは式(14)～(16)、或いは式(17)で計算される符号誤り率である。

【0096】

また、回線品質特性としては第1の実施の形態と同様に、符号誤り率特性、パケット誤り率特性等が適用可能である。

実施の形態3

(請求項2に対応)

図7は本発明の第3の実施の形態による回線品質特性評価システムの構成を示すブロック図である。図6との相違点は、本実施の形態においては、与干渉デジタル無線送信機5及び8がサービスエリア10内で移動することである。この場合は、与干渉デジタル無線送信機5及び8がサービスエリア内の(x,y)座標で表わされる場所に存在する確率に基づいて回線品質を推定する。

【0097】

説明を簡単にするために、与干渉デジタル無線送信機5のみがサービスエリア10内に存在し、サービスエリア10内を移動するとする。希望波の被干渉デジタル無線受信機3側のアンテナ4の後の受信レベルを I_{IP3} で正規化したレベルを I_{iD} とし、レベル I_{iD} の発生確率を $P(I_{iD})$ とし、干渉波の被干渉デジタル無線受信側がサービスエリア内の(x,y)座標に存在する確率を $P(x,y)$ とし、与干渉デジタル無線送信機5から被干渉デジタル無線受信機3側のアンテナ4に受信さ

れた受信信号レベルを I_{IP3} で正規化したレベルを I_{i1} とする。

【0098】

ここで、非線形干渉下の被干渉デジタル無線の平均的な符号誤り率特性は以下となる。

【0099】

【数27】

$$BER(x, y) = \sum_{I_{iD}} \sum_{x, y} \{ber(I_{iD}, I_{i1},)\} \times P(I_{iD}) \times P(x, y) \quad (28)$$

【0100】

ここで、 $ber(I_{iD}, I_{i1},)$ は式(6)～(8)、あるいは式(10)～(13)、或いは式(14)～(16)、或いは式(17)で計算される符号誤り率である。

【0101】

また、回線品質特性としては符号誤り率特性、パケット誤り率特性等が適用可能であることは上記各実施の形態と同様である。

【0102】

ここで、サービスエリアの面積を S とし、 BER が規定値 Q を上回る (x, y) 座標

【0103】

【数28】

$$Q \leq \sum_v BER(x, y) \quad (29)$$

【0104】

から計算される面積を s とすると、 BER が規定値 Q を上回る位置に無線回線が存在する確率 (V) は、

$$V = s / S \times 100\%$$

となる。

【0105】

サービスエリア 10 内に複数の与干渉デジタル無線送信機が移動する場合は、上記式(28)、(29)に第 2 の実施の形態における式(27)を適用すればよい。

実施の形態 4

(請求項 3 に対応)

図 8 は本発明の第 4 の実施の形態による回線品質特性評価システムの構成を示すブロック図である。同図において、81は被干渉デジタル無線基地局（送信側）、82は被干渉デジタル無線基地局（送信側）81のアンテナ、83は被干渉デジタル無線移動局（受信側）、84は被干渉デジタル無線移動局（受信側）83のアンテナ、85は与干渉デジタル無線基地局（送信側）、86は与干渉デジタル無線基地局（送信側）85のアンテナ、87はデジタル無線基地局（送信側）81のサービスエリア、88はデジタル無線基地局（送信側）85のサービスエリア、89は回線品質推定手段である。

【0106】

ここで、実線は希望波ルート、破線は干渉波のルートを各々示している。

【0107】

本実施の形態では、空間を共用して無線通信する複数の無線回線が混在するエリア内で、デジタル信号を通信する基地局と移動局とを備え、基地局から移動局への下り移動無線回線では、エリア内に一様に分布した移動局と下り回線の多重伝搬路による移動局受信レベルと、同じサービスエリア内或いは近傍の無線回線から当該移動局が受ける干渉レベルと、上記各実施の形態における無線通信回線の回線品質特性推定手段を用いてエリア内の規定値とに基づいて、移動局の面的な分布に対する複数干渉波による非線形干渉下のエリア範囲の無線回線品質を推定する。

【0108】

希望波の被干渉デジタル無線基地局81のサービスエリア87内で移動局83が (x, y) 座標に存在する確率を $P(x, y)$ とし、その場所での被干渉デジタル無線移動局（受信側）83のアンテナ84に受信された受信信号レベルを $IIP3$ で正規化した平均的レベルを I_{iD} とし、与干渉デジタル無線基地局85からサービスエリア87内の (x, y) 座標に存在する被干渉デジタル無線移動局（受信側）83のアンテナ84に受信

された受信信号レベルを $IIP3$ で正規化したレベルを I_{i1} とし、そのレベルの発生確率を $P(I_{ii})$ とする。

【0109】

ここで、非線形干渉下の被干渉デジタル無線の平均的な符号誤り率特性は以下となる。

【0110】

【数29】

$$BER(x, y) = \sum_{x, y} \sum_{I_{i1}} \{ber(I_{iD}, I_{i1},)\} \times P(x, y) \times P(I_{i1}) \quad (30)$$

【0111】

ここで、 $\{ber(I_{iD}, I_{i1},)\}$ は式(6)～(8)、あるいは式(10)～(13)、或いは式(14)～(16)、或いは式(17)で計算される符号誤り率である。

【0112】

また、上記各実施の形態と同様に回線品質特性としては符号誤り率特性、パケット誤り率特性等が適用可能である。

【0113】

ここで、サービスエリアの面積を S とし、 BER が規定値 Q を上回る x, y 座標、

【0114】

【数30】

$$Q \leq \sum_v BER(x, y) \quad (31)$$

【0115】

から計算される面積を s とすると、 BER が規定値 Q を上回る場所率 (V) は、

$$V = s / S \times 100\%$$

となる。

実施の形態5

(請求項4に対応)

図9は本発明の第5の実施の形態による回線品質特性評価システムの構成を示すブロック図である。同図において、91は被干渉デジタル無線基地局（受信側）、92は被干渉デジタル無線基地局（受信側）91のアンテナ、93は被干渉デジタル無線移動局（送信側）、94は被干渉デジタル無線移動局（送信側）93のアンテナ、95は与干渉デジタル無線移動局（送信側）、96は与干渉デジタル無線移動局（送信側）95のアンテナ、97はデジタル無線基地局（受信側）91のサービスエリア、98はデジタル無線移動局（送信側）95のサービスエリアである。図においては、エリア97内にある与干渉デジタル無線移動局（送信側）は一個であるが、複数の与干渉デジタル無線移動局（送信側）が存在してもよい。

【0116】

ここで、実線は希望波ルート、破線は干渉波のルートを各々示している。

【0117】

本実施の形態では、空間を共用して無線通信する複数の無線回線が混在するエリア内で、デジタル信号を通信する基地局と移動局からなる移動無線通信において、移動局から基地局への上り移動無線回線では、エリア内に分布する移動局からの上り回線の多重伝搬路による基地局受信レベルと、同じエリア内或いは近傍の無線回線から当該基地局が受ける干渉レベルと、エリア内に一様に分布した複数移動局からの同一システム内干渉量と、上記実施の形態1～3による無線通信回線の回線品質特性推定手段から得られるエリア内の規定値と、面的に一様分布した複数の移動局数から非線形干渉下のエリア範囲内のチャネル容量を推定する。

【0118】

希望波の被干渉デジタル無線基地局（受信側）91のサービスエリア97内で移動局93が送信した被変調搬送波が、被干渉デジタル無線基地局（受信側）91のアンテナ92に受信された受信信号レベルをIIP3で正規化したレベルを I_{iD} とし、そのレベルの発生確率を $P(I_{iD})$ とし、サービスエリア97内の(x,y)座標に存在する与干渉デジタル無線移動局（送信側）95の各々から送信され、被干渉デジタル無線基地局（受信側）91のアンテナ92に受信された受信信号レベルをIIP3で正規化したレベルを I_{i1} 、・・・、 I_{in} とし、そのレベルの発生確率を $P(I_{in})$ とす

る。

【0119】

ここで、非線形干渉下の被干渉デジタル無線の平均的な符号誤り率特性は以下となる。

【0120】

【数31】

$$BER(x, y) = \sum_{x, y} \sum_{I_{i1}} \{ber(I_{iD}, I_{i1},)\} \times P(x, y) \times P(I_{i1}) \quad (32)$$

【0121】

ここで、 $\{ber(I_{iD}, I_{i1},)\}$ は式(6)～(8)、あるいは式(10)～(13)、或いは式(14)～(16)、或いは式(17)で計算される符号誤り率である。

【0122】

また、回線品質特性としては、上記各実施の形態と同様に、符号誤り率特性、パケット誤り率特性等が適用可能である。

【0123】

ここで、サービスエリアの面積をSとし、BERが規定値Qを上回るx,y座標、

【0124】

【数32】

$$Q \leq \sum_v BER(x, y) \quad (33)$$

【0125】

から計算される面積をsとすると、BERが規定値Qを上回る場所率(V)は、

$$V = s / S \times 100\%$$

となる。

【0126】

【発明の効果】

以上の説明から明らかなように、本発明によれば、非線形干渉下の受信特性を

受信熱雑音特性、非線形干渉による 3 次相互変調と、線形干渉である漏洩電力から受信回線品質特性を関係付ける非線形干渉下での理論式および理論曲線の推定手段と、この理論式および理論曲線から空間を共用して無線通信する無線回線と干渉を与える他無線回線が混在するサービス内で、非線形干渉下にある無線通信システムの回線品質の評価が可能になる。

【0127】

このため、主として移動無線通信方式間或いは移動無線通信方式、地上系固定無線通信システム、移動衛星通信システム等の無線方式が混在するエリアに、新しく無線回線を計画する段階で、非線形干渉により回線品質を劣化させるケースを非線形干渉の発生を数量化することにより予めの確に評価し、被干渉無線通信の回線品質が良好で且つ効率的な無線通信回線を提供可能となる。

【0128】

この評価手段は受信系の非線形干渉に関する性能および被干渉無線システムの装置内部の諸元が不明な状態で在っても受信総合性能として、発明された非線形干渉理論或いは理論曲線からの確に推定出来る手法であり、実環境を想定した非線形干渉下に対して柔軟に予め評価して、効率的な対策と非線形干渉による品質劣化を防ぐ手段の提供を可能とする。

【0129】

また、回線を開通後に発生する無線通信回線の増大により発生する非線形干渉の発生を予め回線品質を評価でき、その評価に基づいて非線形干渉による回線品質の劣化に対する対策を施すことが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の実施の形態による回線品質特性評価システムの構成を示すブロック図である。

【図 2】

受信側に周波数が接近した 2 つの同じレベルの信号を入力した場合おける主信号、3 次歪信号、5 次歪信号のレベルを説明するグラフである。

【図 3】

受信側における入力レベルと出力レベルの関係からインターセプトポイントを推定するグラフである。

【図 4】

被干渉デジタル無線受信機 3 に入力される入力信号(被変調波信号) のスペクトラムの一例を示す図である。

【図 5】

(A) は受信機に入力される入力信号(被変調波信号) のスペクトラムの一例を示し、(B) は (A) に示した入力信号に応答して受信機から出力される干渉波相互変調積による隣接漏洩電力の増加を説明する出力信号のスペクトラムを示す図である。

【図 6】

本発明の第 2 の実施の形態による回線品質特性評価システムの構成を示すブロック図である。

【図 7】

本発明の第 3 の実施の形態による干渉測定評価システムの構成を示すブロック図である。

【図 8】

本発明の第 4 の実施の形態による回線品質特性評価システムの構成を示すブロック図である。

【図 9】

本発明の第 5 の実施の形態による回線品質特性評価システムの構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

- 1…被干渉デジタル無線送信機
- 2…被干渉デジタル無線送信機のアンテナ
- 3…被干渉デジタル無線受信機
- 4…被干渉デジタル無線受信機のアンテナ
- 5…与干渉デジタル無線送信機
- 6…与干渉デジタル無線送信機のアンテナ

7…回線品質推定手段

8…与干渉デジタル無線送信機

9…与干渉デジタル無線送信機 8 のアンテナ

1 0…与干渉デジタル無線送信機 5 及び 9 の移動サービスエリア

8 7…基地局 8 1 のサービスエリア

8 8…基地局 8 5 のサービスエリア

9 7…基地局 9 1 のサービスエリア

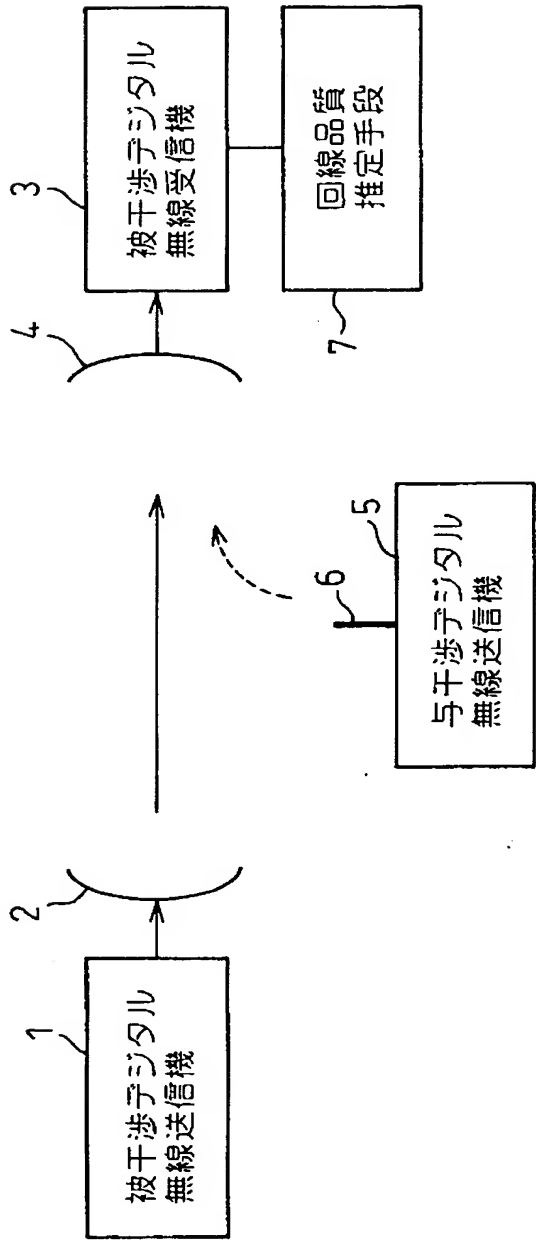
9 8…移動局 9 5 のサービスエリア

【書類名】

図面

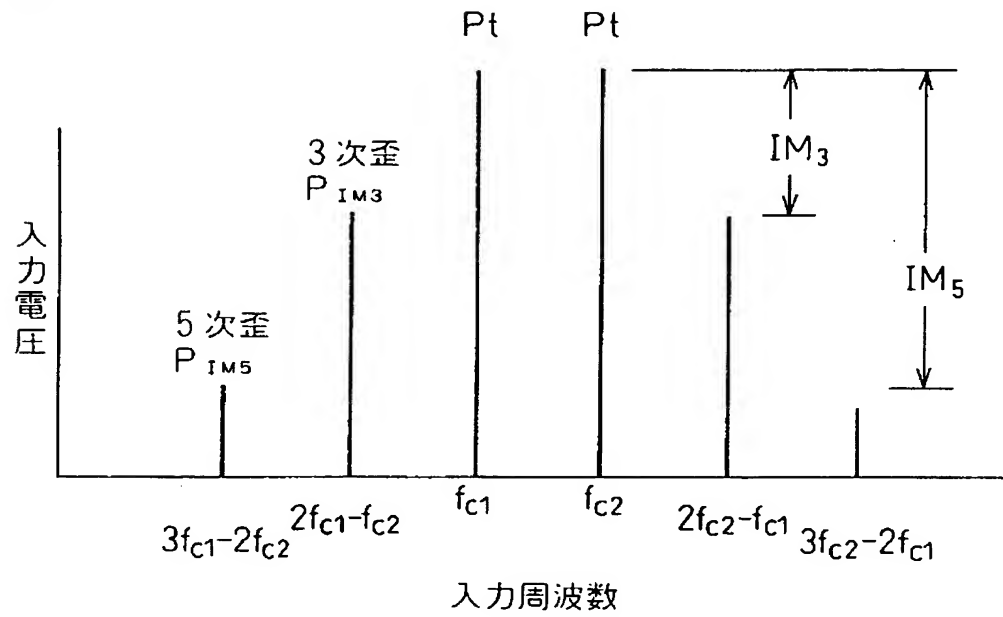
【図 1】

図 1



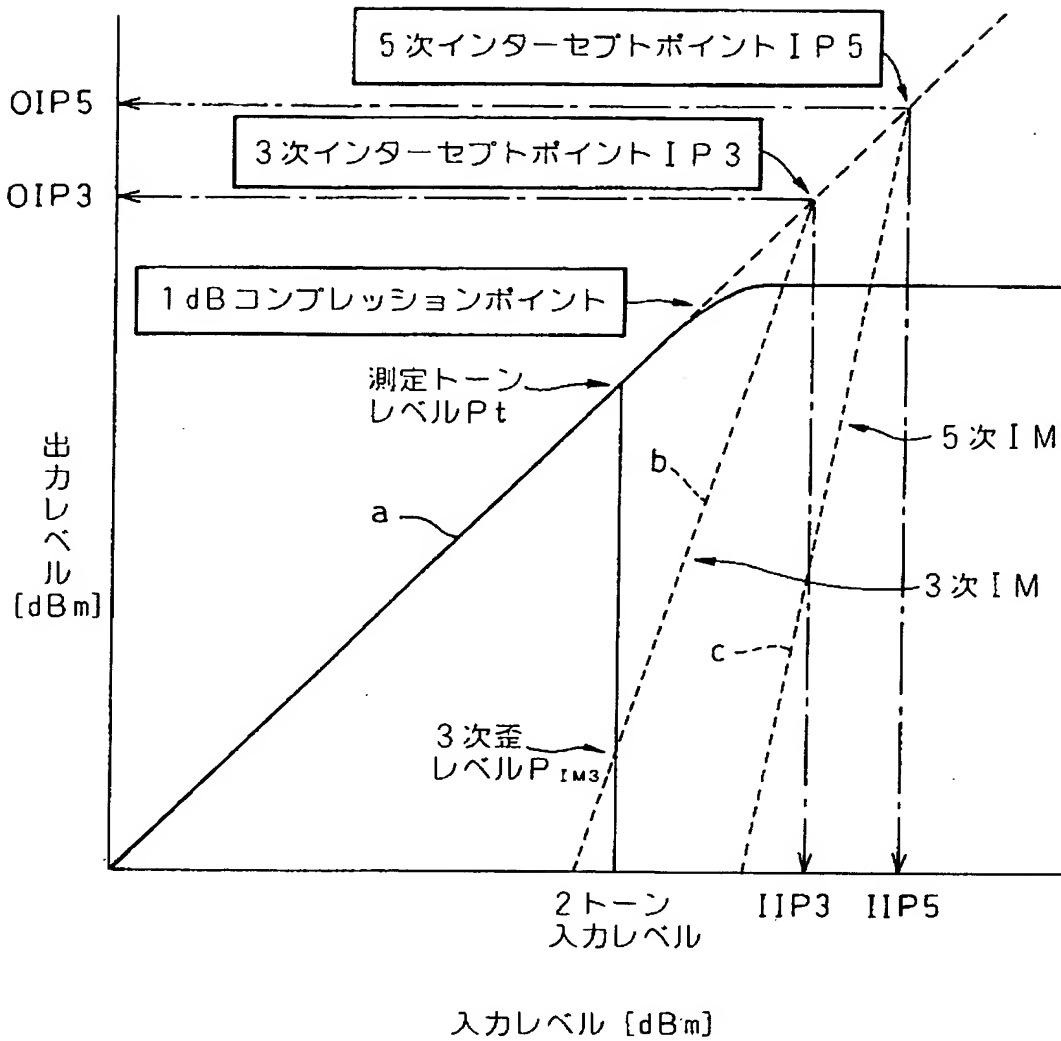
【図 2】

図 2



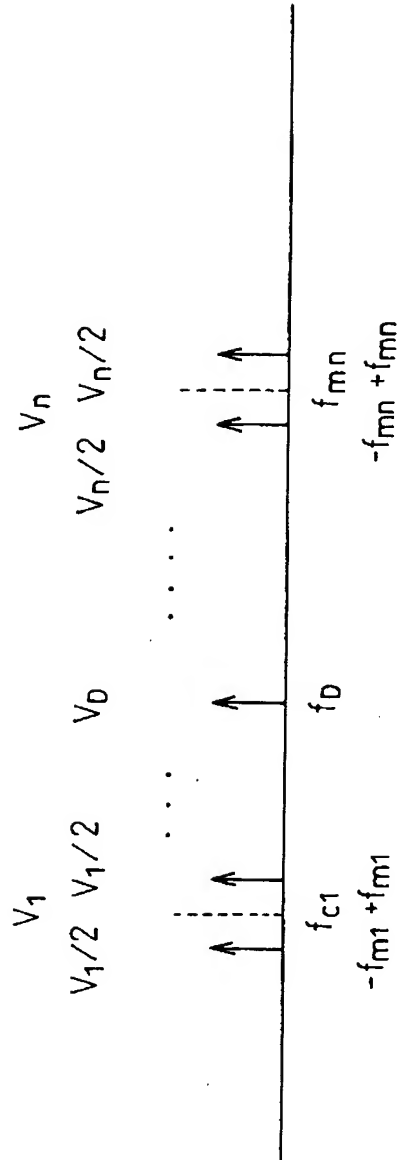
【図 3】

図 3



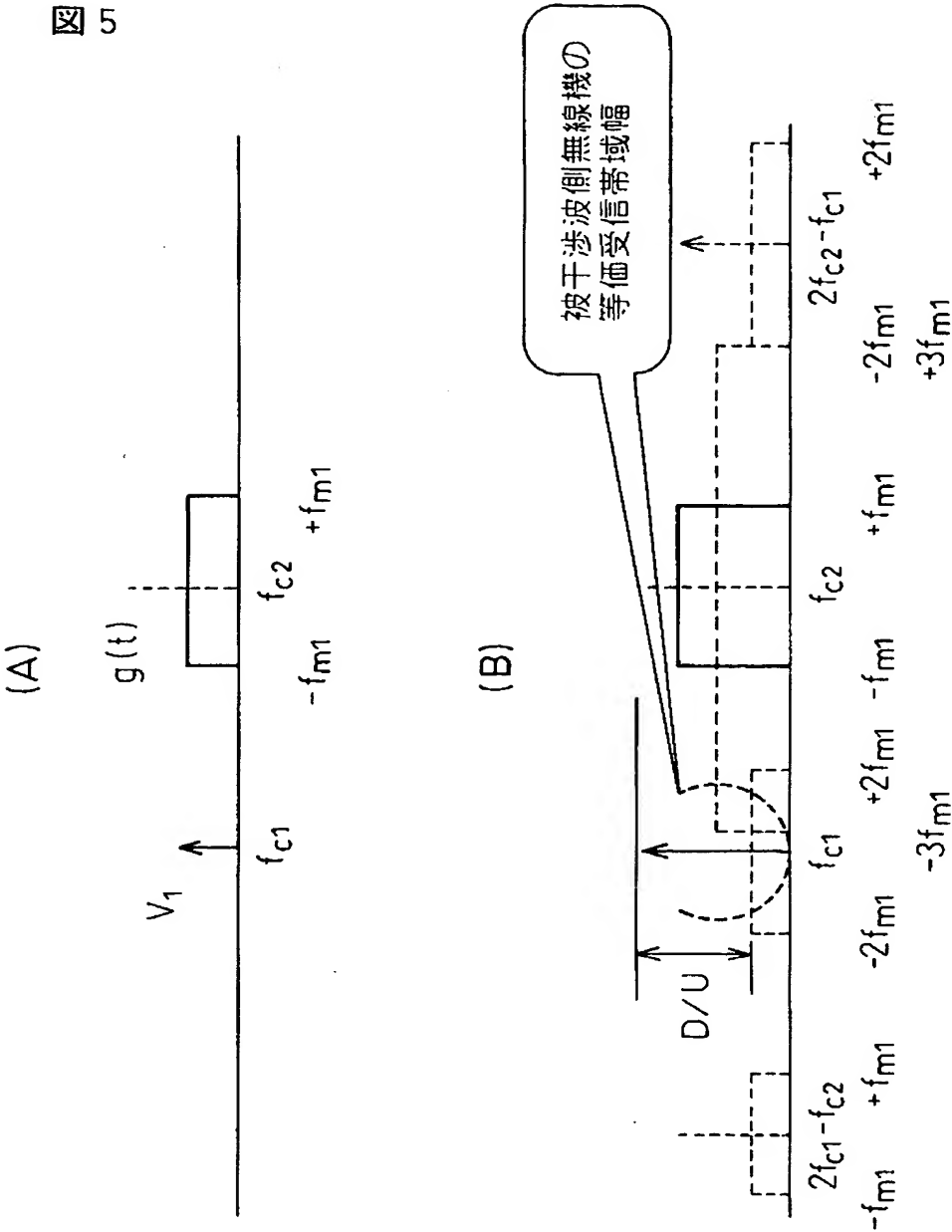
【図 4】

図 4

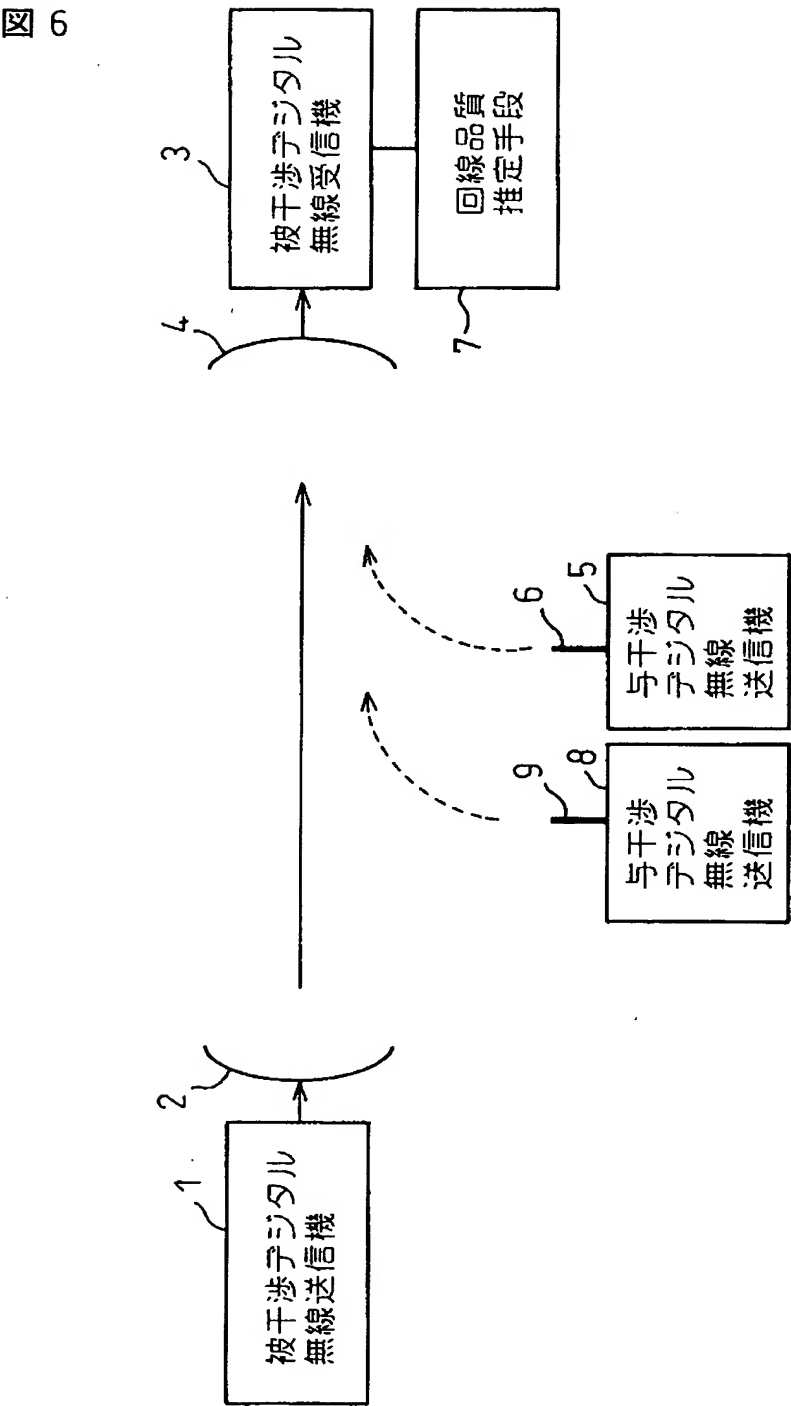


【図 5】

図 5

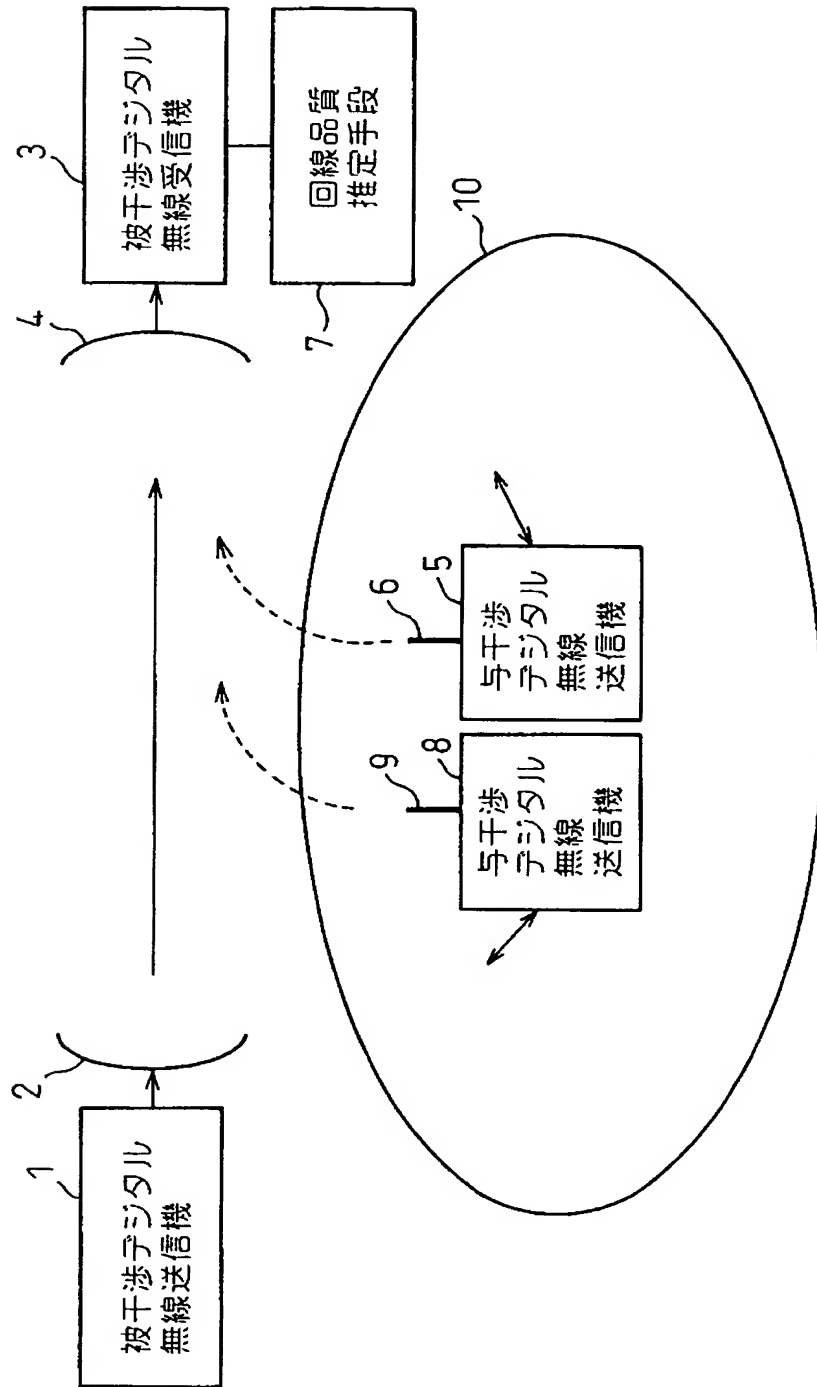


【図 6】



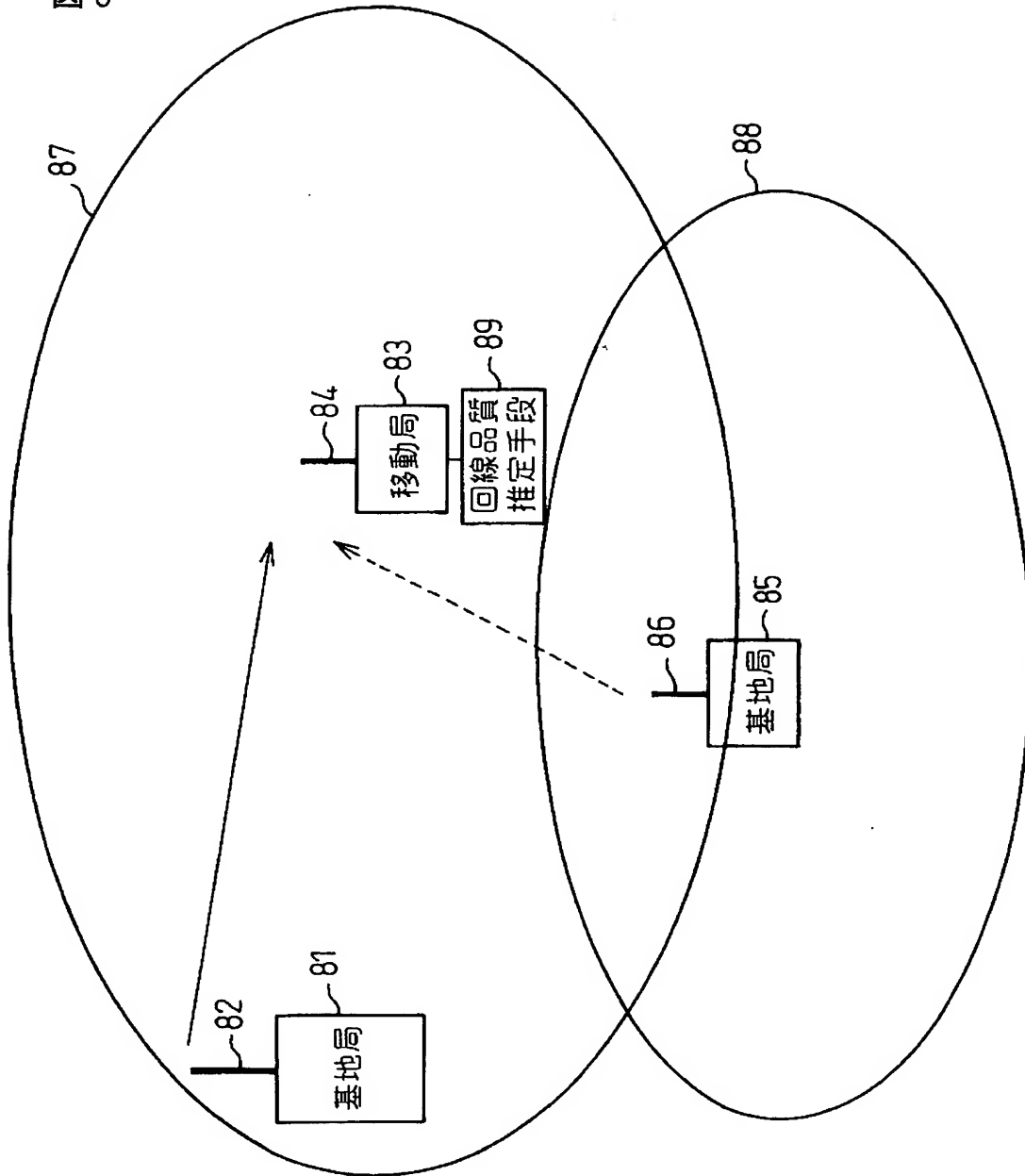
【図 7】

図 7



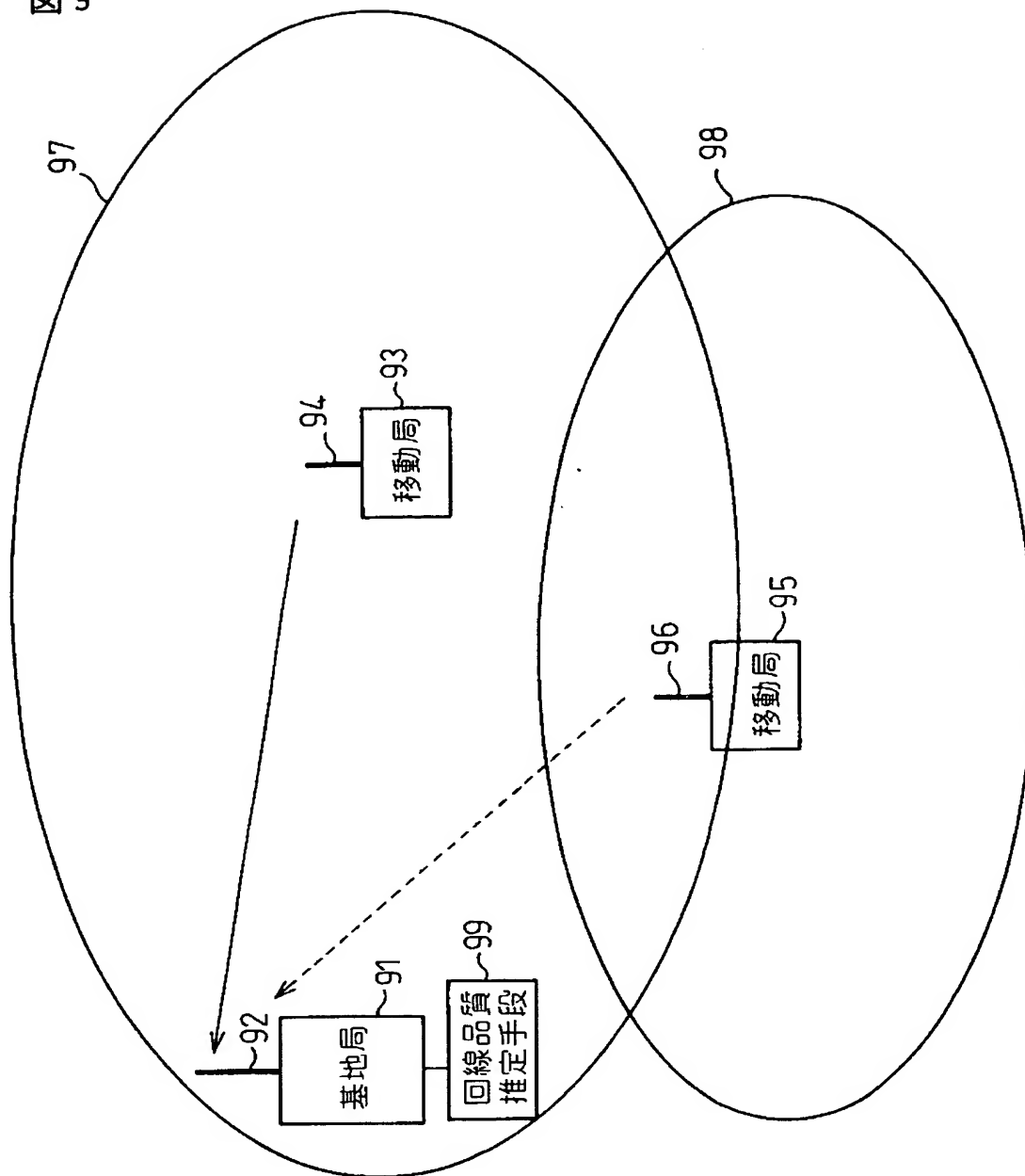
【図8】

図8



【図 9】

図 9



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 少なくとも 1 つの与干渉無線回線を含む無線通信システムに対する非線形干渉を含む干渉環境下の回線品質特性を推定する回線品質特性評価システムを提供する。

【解決手段】 回線品質特性評価システムは、無線通信回線と、これに対する与干渉無線回線とが混在するエリア内で、全ての無線回線により影響を受ける、インターセプトポイント入力レベル（I I P）で表わされた非線形歪と、インターセプトポイント入力レベル（I I P）の減衰量で表される受信等価帯域制限と、無線通信回線の受信側熱雑音と、干渉を与える他無線回線からの受信等価帯域幅内に漏れ込む漏洩電力とに基づいて、非線形干渉無線回線下での無線通信回線の回線品質を推定する回線品質推定手段（7）を備えている。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 0 4 4 9 8 0

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 2 2 3]

1. 変更年月日
[変更理由]
住 所
氏 名

1 9 9 0 年 8 月 2 4 日
新規登録
神奈川県川崎市中原区上小田中 1 0 1 5 番地
富士通株式会社

2. 変更年月日
[変更理由]
住 所
氏 名

1 9 9 6 年 3 月 2 6 日
住所変更
神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号
富士通株式会社

特願 2 0 0 3 - 0 4 4 9 8 0

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号

[3 0 1 0 2 2 4 7 1]

1. 変更年月日
[変更理由]
住 所
氏 名

2 0 0 1 年 4 月 2 日
新規登録
東京都小金井市貫井北町 4 - 2 - 1
独立行政法人通信総合研究所

特願 2003-044980

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[000208891]

1. 変更年月日
[変更理由]

2001年 4月 2日

名称変更

住所変更

住 所
氏 名

東京都新宿区西新宿二丁目3番2号
ケイディーディーアイ株式会社

2. 変更年月日
[変更理由]

2002年11月28日

名称変更

住 所
氏 名

東京都新宿区西新宿二丁目3番2号
KDDI株式会社

特願 2003-044980

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[591201619]

1. 変更年月日

1993年 9月 3日

[変更理由]

住所変更

住 所

東京都港区芝浦四丁目9番25号 芝浦スクエアビル

氏 名

東京通信ネットワーク株式会社

2. 変更年月日

2003年 5月 29日

[変更理由]

名称変更

住所変更

住 所

東京都港区港南2-16-1 品川イーストワンタワー

氏 名

株式会社パワードコム